高力率コンバータを活用したPAM形インバータシステム

正 員 谷口勝則 (大阪工業大学)

学生員 股野安浩 (大阪工業大学)

正 員 森實俊充 (大阪工業大学)

正 員 木村紀之 (大阪工業大学)

PAM Inverter System with Power Factor Corrected Converter

Katsunori Taniguchi, Member, Yasuhiro Matano, Student Member, Toshimitsu Morizane, Member, Noriyuki Kimura, Member
(Osaka Institute of Technology)

In most cases, PWM power factor corrected (PFC) converters are constructed by a diode rectifier and an active power circuit such as a boost or buck-boost chopper. Besides the PFC operation, the active power circuit can control the dc output voltage. The output voltage of the PAM inverters are controlled by varying the level of dc input voltage. A PAM method reduces the voltage and current stresses of the inverter and motors.

This paper proposes a new PAM inverter system with high power factor converter to obtain a sinusoidal input current. A Proposed PAM method to reduce the torque ripple in the induction motor can be reduced a switching losses by providing a pausing interval where the switching operation stops during a part of one period.

キーワード：高力率，PFCコンバータ，PAMインバータ，リアクトル電流不連続，トルクリプル

1. まえがき

高調波電流規制の強化により，力率改善形（PFC）コンバータが盛んに研究されている。これまで直流電源回路にはコンデンサインプット形整流回路が主流で整流素子だけのシンプルな回路で直流出力が得られたが，PFCコンバータでは可制御素子が用いられ，入力波形を正弦波として高力率を達成している。可制御素子の使用は直流出力電圧の制御も可能であることを意味する。直流電源の出力に接続されるインバータの出力電圧制御をインバータの入力電源電圧で行うPAM（Pulse Amplitude Modulation）方式は，インバータやそれにつながる電動機のストレスや損失を低減できる等の優れた特性を持っている⁽¹⁾。PAM方式ではインバータ自体での電圧制御が不要であるから，基本波成分の振幅が大きくてスイッチング損失や騒音の低減がなされる方形波がその出力波形として採用される。しかし，非正弦波形で運転される誘導電動機は一般にトルクリプルを発生する。

ここでは，PFCコンバータと誘導電動機のトルクリプルを低減したPAM形インバータを組み合わせた新しい電動機駆動システムを提案する⁽²⁾。まず，リアクトル電流不連続モード（DCM）動作におけるPFCコンバータの特性解析を行い，二重フーリエ級数による解析結果を示す。DCM動作におけるコンバータの特性解析としては，差分法による近似解が示されている⁽³⁾が，キャリア周波数のサ

イドバンドについては得られていない。フィルタによる波形整形や共振等による異常現象に対処するためには，出力波形に含まれるすべての周波数成分を明らかにしておく必要がある。二重フーリエ級数によれば，キャリア周波数のサイドバンドをも含めて解析的に求めることができる。次に，PAM形インバータのための変調方式を提案する。これは，電動機のトルクリプルを低減できる変形台形波変調信号⁽⁴⁾を変調度1で用いることによって得られ，インバータは出力基本波の2/3周期に渡ってスイッチ動作を休止する。本文においては，各部の特性解析ならびに実験結果によって提案システム全体の有用性とその特長を明らかにする。

2. 回路構成と特長

高調波規制対応を目的とした電動機駆動システムとして，図1のようなPWM PFCコンバータを入力側に接続した誘導電動機駆動用のPAM形インバータシステムを提案する。PWM PFCコンバータは，ダイオードブリッジ整流器と昇降圧チョッパ回路の比較的シンプルな回路構成である。このコンバータをDCM動作させるとデューティファクタ一定の簡単な制御で，高力率の正弦波入力電流波形が得られる。また，直流出力電圧をゼロから任意電圧まで制御でき，フライバックコンバータの活用により入出力間の絶縁も得られている。コンバータで電圧制御が可能であるから，インバータはPAM形となり，インバータ部は周波数制御だけ

図1 誘導電動機駆動用高力率PAMインバータシステム

Fig.1. PAM inverter system with PWM power factor corrected converter for ac motor drives.

を受け持つ。

本論文では、方形波を主体とし、それを变形して正弦波と同程度の電動機特性が得られる変形台形波変調信号を用いたPAM形インバータを提案している。変形台形波は3分の2周期に渡る平坦部分を持ち、PAM形インバータではこの平坦部分をインバータの動作休止期間として活用できるのでインバータ損失を低減できる。

3. 高力率コンバータの諸特性

<3.1> 動作モード 図2は高力率コンバータ部を示す。出力のリプルは誘導負荷より抵抗負荷の場合が大きく現れる。リプルを考慮して、インバータ部は直流出力電圧リプルが大きく現れる抵抗 R_d で代表する。

図2 昇降圧PFCコンバータ

Fig.2. Buck-boost PFC converter.

図3 動作モード・動作波形

Fig.3. Operational waveforms of converter.

この回路をDCM動作させると特別な制御回路を用いることなく、一定時比率動作で高力率を実現できる。動作モードと動作波形を図3に示す。スイッチ動作は3つのモードからなり、その動作モードの等価回路を図4に示す。

ここで、

$$T_b = \frac{2\pi}{\omega_b} = \frac{1}{f_b}, \quad T_1 = \frac{\theta_1}{\omega_b}, \quad T_2 = \frac{\theta_2}{\omega_b}, \quad d_f = \frac{T_1}{T_b} = \frac{\theta_1}{2\pi} \quad \dots \dots \dots (1)$$

モードIでは、 T_r のオンにより整流電圧 e_r が L_r にかかるので、電流 i_r は

$$i_r = \frac{t}{L_r} e_r = \frac{e_r}{\omega_b L_r} \omega_b t \quad \dots \dots \dots (2)$$

で増加し、最大電流は

$$I_{rp} = \frac{e_r}{\omega_b L_r} \theta_1 \quad \dots \dots \dots (3)$$

となる。

(a) モードI

(b) モードII

(c) モードIII

図4 動作モードの等価回路

Fig.4. Operational modes.

モード II では、 L_r の電流が直流出力電圧 E_d のために

$$i_d = I_{rp} - \frac{E_d}{\omega_b L_r} \omega_b t \quad \dots\dots\dots (4)$$

で減少する。 $\omega_b T_2 = \theta_2$ で $i_d = 0$ となるから

$$\theta_2 = \frac{\omega_b L_r}{E_d} I_{rp} = \frac{e_r}{E_d} \theta_1 \quad \dots\dots\dots (5)$$

を得る。

モード III は C_d の放電期間である。

<3.2> 入力電流波形の解析 電源電圧波形を

$$e_s = E_s \sin \omega_s t \quad \dots\dots\dots (6)$$

で表すと、入力電流 i_s は電源角周波数 ω_s とスイッチング周期によるキャリア角周波数 ω_b との関数となり

$$i_s(\omega_b t, \omega_s t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} K_{mn} e^{j(m\omega_s t + n\omega_b t)} \quad \dots\dots\dots (7)$$

なる複素二重フーリエ級数で表すことができる⁽⁶⁾。ここに K_{mn} は複素フーリエ係数である。 e_r は e_s の全波整流波形であるから、(2)、(6) 式を用いて複素フーリエ係数を求めると

$$K_{mn} = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{E_s \sin y}{\omega_b L_r} x e^{-j(mx + ny)} dx dy \quad \dots\dots\dots (8)$$

ここに、 $x = \omega_b t$, $y = \omega_s t$

となる。(8) 式を各周波数成分に分けて求めると以下の係数を得る。

1) 直流成分 ($m=0$, $n=0$)

$$K_{00} = 0$$

2) 基本波成分 ($m=0$, $n=1$)

$$K_{01} = -j \frac{\theta_1^2 E_s}{8\pi \omega_b L_r} \quad \dots\dots\dots (9)$$

3) 高調波成分 ($m=0$, $n>1$)

$$K_{0n} = 0$$

4) キャリア周波数の整数倍成分 ($m>1$, $n=0$)

$$K_{m0} = 0$$

5) キャリア周波数のサイドバンドとなる成分 ($m \geq 1$, $n \neq 1$)

$$K_{mn} = \mp j \frac{\sqrt{A_m}}{4\pi m^2 \omega_b L_r} e^{-j\theta_{mn}} \quad \dots\dots\dots (10)$$

ここに

$$A_m = (\sin m\theta_1 - m\theta_1 \cos m\theta_1)^2 + (\cos m\theta_1 + m\theta_1 \sin m\theta_1 - 1)^2$$

$$\theta_{mn} = \tan^{-1} \frac{\sin m\theta_1 - m\theta_1 \cos m\theta_1}{\cos m\theta_1 + m\theta_1 \sin m\theta_1 - 1}$$

以上求めた係数を (7) 式に代入して実フーリエに直せばこの場合の入力波形は次式で与えられる。

$$i_s = \frac{\theta_1^2 E_s}{4\pi \omega_b L_r} \sin \omega_s t + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sqrt{A_m} E_s}{2\pi m^2 \omega_b L_r} \times \{ \sin(m\omega_b t + \omega_s t - \theta_{mn}) - \sin(m\omega_b t - \omega_s t - \theta_{mn}) \} \quad \dots\dots\dots (11)$$

これより、入力波形は基本波成分とキャリア周波数のサイドバンドだけからなることがわかる。サイドバンドはキャリア周波数の整数倍の両側に一本ずつ現れ、キャリア周波数が高ければフィルタにより容易に取り除くことができる。

<3.3> 入力電流特性 高効率コンバータを d_F 一定で DCM 動作させれば図 5 のような入力電流波形を得る。図 5

図 5 入力電流波形

Fig. 5. Input current waveform.

図 6 周波数スペクトル

Fig. 6. Frequency spectrum.

図 7 サイドバンドの振幅値

Fig. 7. Amplitude of sidebands.

電圧V: 50V/div, 電流I: 5A/div, t: 2ms/div

図8 入力電圧・電流波形

Fig. 8. Experimental waveforms.

は、波形の細部を観測するためにスイッチング周波数を20kHzから2kHzにおとし $f_s = \omega_s / 2\pi = 60 \text{ Hz}$, $L_r = 100 \mu\text{H}$, $d_F = 0.3$, $E_s = 100\sqrt{2} \text{ V}$ とした場合のシミュレーション結果を示している。回路定数は $f_b = 20 \text{ kHz}$ に対する設計値なので $f_b = 2 \text{ kHz}$ では、入力電流が10倍になっている。この波形のFFTによる解析結果と(11)式による計算値を図6に示す。このように、サイドバンドはキャリア周波数の整数倍の両側に一本ずつ現れる。

図7は $f_b = 20 \text{ kHz}$ の場合の d_F に対する主要なサイドバンドの振幅値の変化であり、実測値も併せて示した。計算値は(11)式によったが振幅値はよく一致し、また、出力には(11)式で表される成分以外は含まれないことを実測からも確認できた。サイドバンドはキャリア周波数が高ければフィルタにより容易に取り除くことができる。

$f_b = 20 \text{ kHz}$ でフィルタ定数 $L_f = 1.5 \text{ mH}$, $C_f = 5 \mu\text{F}$ とした場合の入力電流の実測波形例を図8に示す。測定時の諸定数は $f_s = 60 \text{ Hz}$, $L_r = 100 \mu\text{H}$, $d_F = 0.4$, $E_d = 176 \text{ V}$, $E_s = 100\sqrt{2} \text{ V}$ であり、力率は99%以上である。

<3.4> 出力電圧特性 モードIIにおける、 i_d の電流の平均値 i_{dav} は図3の関係から、

$$i_{dav} = \frac{I_p \theta_2}{4\pi} = \frac{\theta_1^2}{4\pi \omega_b L_r} \frac{e_r^2}{E_d} \dots\dots\dots (12)$$

となる。 e_r は e_s の全波整流波形であり、それをフーリエ展開し

$$e_r = \frac{2E_s}{\pi} \left\{ 1 - \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2}{4m^2 - 1} \cos 2m\omega_s t \right\} \\ \cong \frac{2E_s}{\pi} \left\{ 1 - \frac{2}{3} \cos 2\omega_s t \right\} \dots\dots\dots (13)$$

$$e_r^2 \cong \left(\frac{2E_s}{\pi} \right)^2 \left\{ \frac{11}{9} - \frac{4}{3} \cos 2\omega_s t \right\} \dots\dots\dots (14)$$

のように近似してあらわせば、負荷へ流れる電流 i_d は(12)式に(14)式を代入して

$$i_d \cong \frac{11}{9} \frac{\theta_1^2}{\pi^3 \omega_b L_r} \frac{E_s^2}{E_d} \left\{ 1 - \frac{12}{11} \cos 2\omega_s t \right\} = I_d + i_{dh}$$

ただし、

$$I_d = \frac{11}{9} \frac{\theta_1^2}{\pi^3 \omega_b L_r} \frac{E_s^2}{E_d} \dots\dots\dots (15)$$

$$i_{dh} = -\frac{12}{11} I_d \cos 2\omega_s t \dots\dots\dots (16)$$

となる。直流分と交流分による出力電圧に対する等価回路はそれぞれ図9(a)および図9(b)となる。変動分電圧は図9(b)における R_d の電圧降下となり、次式で与えられる。

$$v_{dh} = -\frac{12}{11} \frac{I_d R_d}{\sqrt{1 + (2\omega_s C_d R_d)^2}} \cos(2\omega_s t - \theta_d) \dots\dots (17)$$

ただし、 $\theta_d = \tan^{-1}(2\omega_s C_d R_d)$

したがってリプル率 γ_F は

$$\gamma_F = \frac{2v_{dh,max}}{I_d R_d} \cong \frac{12}{11 \omega_s C_d R_d} \dots\dots\dots (18)$$

ただし、 $(2\omega_s C_d R_d)^2 \gg 1$ となる。図10にシミュレーション結果および実測結果との比較を示したが、計算結果との比較的良好一致が得られている。

直流出力電圧は、(15)式を用いて

$$E_d = I_d R_d = \frac{11 \theta_1^2 E_s^2}{9 \pi^3 \omega_b L_r E_d} R_d$$

図9 直流出力側等価回路

Fig.5. Equivalent circuit in dc output side.

図10 リプル率特性

Fig. 10. Ripple factor vs smoothing capacitor.

図 11 昇圧比特性

Fig. 11. Boost ratio vs duty factor.

となるので、 E_d について求め、昇圧比 $\alpha (=E_d/E_s)$ で表すと

$$\alpha = \frac{E_d}{E_s} = \sqrt{\frac{44R_d}{9\pi\omega_b L_r}} d_F \quad \dots\dots\dots (19)$$

となる。図 11 に計算値とシミュレーション値および実測値との比較を示したが、これより(19)式が妥当であることがわかる。

4. インバータ駆動誘導電動機における電源リプルの影響

インバータで駆動されている誘導電動機は、直流電源電圧が変動すると直接トルクリプルとなって現れる。一例として、電源リプルに対する電動機速度とトルクを図 12 に示す。インバータ出力波形は正弦波 PWM である。図は無負荷状態で停止の状態から定格電圧をステップ状に加えた場合のシミュレーション結果で、一定速度になってからトルクがゼロを中心に振動する状態からリプルが分かる。その値は、定格トルクに対するリプルの割合を $\Delta\tau$ として示すと、電源リプル $\gamma_F=5\%$ で $\Delta\tau=36\%$ 、 $\gamma_F=1\%$ で $\Delta\tau=10\%$ 、 $\gamma_F=0.5\%$ で $\Delta\tau=5\%$ 、 $\gamma_F=0$ では $\Delta\tau=0$ である。供試電動機的主要定数は表 1 に示している。電動機のトルクリプルは電源電圧リプルの減少とともに小さくなるので電源リプルを無くすることが望ましいが、現実には電動機や負荷の慣性もあるので、電源リプル率が 1% 程度以下になれば一般的な用途での電動機トルクに与える電源リプルの影響を殆ど無視できよう。

$E_d=250\text{V}$ 、 $I_d=4\text{A}$ の 1kW 直流出力で $\gamma_F<1\%$ を満足する C_d の値を(18)式から求めると、60Hz の場合、 $C_d=4630\mu\text{F}$ となり平滑コンデンサとしては通常の値で実現できる。

図 12 直流電源電圧リプル率に対する電動機トルクリプル及び速度

Fig.12. Speed and torque of induction motor for various ripple γ_F .

表 1 供試電動機の主定数

定格出力	400 [W]	r_s	5.55 [Ω]
定格電圧	200 [V]	r_r	3.78 [Ω]
定格電流	2 [A]	L_s	237.85 [mH]
周波数	60 [Hz]	L_r	237.85 [mH]
極数	4	M	226.64 [mH]

5. PAMインバータ駆動誘導電動機

＜5.1＞トルクリプルの低減 正弦波PWMでは一般にインバータの転流回数が多くなる。PAM方式ではインバータ自体での電圧制御が不要であるから、基本波成分の振幅が大きくてスイッチング損失や騒音の低減がなされる方形波がその出力波形として採用される。しかし、非正弦波形で運転される誘導電動機は一般に次式で示すトルクリプルを発生する⁽⁷⁾。

$$T_{6k} \cong \frac{3}{2\omega} R_1 I_1 (I_{6k+1} - I_{6k-1}) \sin 6k\omega t \dots\dots\dots (20)$$

$$k = 1, 2, \dots\dots$$

上式より、 $T_{6k} = 0$ とするための条件は、 $I_{6k+1} = I_{6k-1}$ である。高調波成分に対しては、

$$n(x_1 + x_2) \gg (r_1 + r_2 / s_n), \quad s_n \cong 1$$

ただし、 x_1, x_2 : 1次、2次リアクタンス、

r_1, r_2 : 1次、2次抵抗、

s_n : 高調波のすべり

と仮定できるので、高調波電流は、

$$I_n \cong \frac{V_n}{n(X_1 + X_2)} \dots\dots\dots (21)$$

ただし、 $n = 6k \pm 1$

となる。中でも第6調波トルクを消去できれば大部分のトルクリプルを低減できる。第6調波トルクに対しては $I_7 = I_5$ である。これより

$$V_5 / 5 = V_7 / 7 \dots\dots\dots (22)$$

が、トルクリプル低減条件となる。

＜5.2＞PAMインバータ用変調信号 (22) 式のトルクリプル低減条件を満たし、誘導電動機駆動に適したPWMインバータの変調信号として、変形台形波がある⁽⁴⁾⁽⁵⁾。変形台形波は最大値と最小値がそれぞれ120°の平坦部分を持つから、変調度が1であれば、一周期の2/3の間は休止期間となりスイッチ動作を行なわない。その様子を図13に示す。図13(a)に示す変形台形波変調信号の γ は台形波に方形波を重ねる割合で、 $\gamma=1$ のときは方形波、 $\gamma=0$ のときは台形波となる。図13(e)のPWM出力波形には基本波成分、高調波成分、キャリアのサイドバンドが含まれる⁽⁶⁾。波形解析の結果、基本波成分及び高調波成分の振幅値は

$$V_n = \left(\frac{4E_d}{\pi^2} \right) (A_n + \gamma B_n) \dots\dots\dots (23)$$

ただし、

$$A_n = \frac{6}{n^2} \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)$$

$$B_n = \left\{ \frac{\pi}{n} \sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) - \frac{6}{n^2} \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right) \right\} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)$$

で表される。トルクリプルを低減するための条件式 $V_5/5 = V_7/7$ に(23)式を代入すると

$$\gamma = \frac{5A_7 + 7A_5}{7B_5 - 5B_7} = 0.38 \dots\dots\dots (24)$$

を得る。つまり、 $\gamma = 0.38$ の変形台形波が電動機駆動に適する変調信号である。

図13 PAMインバータのPWMパルスの発生原理
Fig.13. Generation principle of PWM inverter pulses for PAM inverter.

図14にコンバータ出力のリプル率が1%の場合について、種々の変調信号によって駆動した場合のトルクのシミュレーション結果を示している。インバータの変調信号の周波数は60Hzで電動機のすべりは0.05である。PAM形PWMインバータの変調信号として、台形波($\gamma=0$)、変形台形波($\gamma=0.38$)、方形波($\gamma=1$)および正弦波の4種類の変調信号を用いている。図14において、定格トルクに対するリプルの割合 $\Delta\tau$ は、 $\gamma=0$ で $\Delta\tau=27\%$ 、 $\gamma=0.38$ で $\Delta\tau=13\%$ 、 $\gamma=1$ で $\Delta\tau=36\%$ 、正弦波変調信号では $\Delta\tau=10\%$ である。 $\gamma=0, 1$ では、図14(a), (c)のように定常速度になってからの誘導電動機のトルクにはかなりのトルクリプルが見られる。 $\gamma=0.38$ の変形台形波変調信号を用いたPAM形PWMインバータで誘導電動機を駆動すれば図14(b)のように、ほぼ一定のトルクが得られ、図14(d)の正弦波変調信号の場合と同様にリプルを低減できることがわかる。

図 1 4 変調信号に対する電動機トルクリプル及び速度

Fig. 14. Speed and torque of induction motor for various modulating signals.

＜5.3＞実験結果

変調度を 1 とした変形台形波変調信号の効果を確認するために、PAM インバータ駆動誘導電動機の効率および損失を実測した。図 1 5 (a) はインバータと誘導電動機の総合の効率を示している。ここでは変形台形波変調信号と正弦波変調信号を用いて誘導電動機を駆動している。インバータの変調信号の周波数は 60 Hz で電動機のすべりは 0.05 である。変形台形波変調信号は最大値と最小値がそれぞれ 120° の平坦部分を持つから、変調度が 1 であれば、一周周期の間に $2/3$ の平坦部分を持ち、この間は休止期間となりスイッチングしない。そのため図 1 5 (a) のように、このシステムでは正弦波変調信号よりも数%高い効率を得ることができる。

図 1 5 (b) はインバータと電動機の損失を示す。インバータにおける損失は変形台形波変調信号が正弦波変調信号の半分以下である。このことは、熱容量の小さいインバータにとって、非常に重要である。変形台形波変調信号によるインバータ出力は正弦波変調信号によるそれよりも、出力電圧の基本波成分の振幅値が約 17% 大きくなり⁽⁴⁾、直流電源電圧の有効利用がなされる。電源電圧の有効利用はオン損失の低減にもなる。電動機における損失は低次高調波の影響で変形台形波変調信号の方が正弦波変調信号による損失よりも僅かに大きな値を示している。しかし、電動機の熱容量はインバータと比較にならないほど大きいので、電動機特性への影響は無視出来る程度のものであると考える。

図 1 5 インバータと電動機の効率及び損失

Fig. 15. Efficiency and losses of inverter and motor.

6. むすび

高調波規制対応を目的とした電動機駆動システムとして、高力率PWMコンバータをインバータの入力側に用いた誘導電動機駆動用のPAM形インバータシステムを提案した。PWMコンバータは、シンプルな回路構成でありながら、高力率の正弦波入力電流波形が得られる。また、直流出力電圧をゼロから任意電圧まで制御でき、フライバックコンバータにより入出力間の絶縁も得られている。リアクトル電流不連続動作におけるコンバータの入力電流を二重フーリエ級数によって解析し、キャリア周波数のサイドバンドも含めて全ての周波数成分を求めた。この結果はフィルタによる波形整形や共振現象の回避などに活用できる。また、コンバータ出力電圧や電圧リプル率についても解析的に求めた。

インバータについては、電動機のトルクリプルを低減できるPAM形インバータに適する変形台形波変調信号を提案した。この変調信号で駆動されるインバータは2/3周期にわたるスイッチング動作の休止期間をもつ。

リアクトル電流不連続方式は制御が簡単であるが、最大電流でターンオフしなければならず、また、昇降圧形は素子にかかる電圧が高くスイッチング時のストレスが大きくなるという欠点を持つ。このため、試作回路の最大効率は80%程度と満足いく結果ではなかったので効率改善が望まれる。ターンオフ特性の改善や素子のストレス緩和にはコンバータのソフトスイッチング化が有望で、PAM形インバータシステムのためのソフトスイッチング形高力率コンバータ⁽⁸⁾について現在検討中である。

(平成8年9月19日受付、同9年3月17日再受付)

文献

- (1) 能登原, 二見, 田原, 遠藤, 山下: "基準波形を省略した単相正弦波入力形コンバータ" 電学論D, 114D, 6, 654/661, (1994/4)
- (2) Taniguchi, Kimura, Takeda, Morimoto "A Novel PAM Inverter System for Induction motor Drive", International Conference on Power Electronics and Drive System, PEDS'95, Vol.I, pp129/134 (1995-2)
- (3) 長尾, 森川, 原田: "不連続モード動作昇降圧形高力率AC-DCコンバータの特性析" 電子情報通信学会論文誌, C-II, Vol. J-75-C-II, No.11, pp.686-695 (1992-11)
- (4) K.Taniguchi, M.Inoue, Y.Takeda, S.Morimoto; "A PWM Strategy for Reducing Torque-Ripple in Inverter-Fed Induction Motor.", IEEE, Trans. on Industry Applications, Vol.IA-30, No.1. Jan. pp.71-77(1994-1)
- (5) 佐藤, 村井, 笠原: "制御方式によるインバータ駆動誘導電動機特性改善", 平5電気学会産業応用全大, S.1-5, S-20(1993-8)
- (6) Taniguchi, et al.: "Acoustic Noise Reduced PWM Converter and Inverter using BJTs and IGBTs", EPE'91 Proceedings, Vol.3, pp.252-255(1991)
- (7) B.K.Bose: "Power Electronics & AC Drive." Prentice-Hall Inc. (1986)

- (8) 股野, 谷口: "ソフトスイッチング形単相高力率昇降圧コンバータの解析", 平7電気学会産業応用全大, [1] pp.285-288 (1995-8)

谷口 勝則 (正員)

昭和18年4月21日生。昭45年3月大阪府立大学大学院修了。昭49年工学博士。大阪工業大学助手、講師、助教授を経て昭63年電気工学科教授。現在に至る。PWMインバータ・コンバータなど半導体電力変換回路および電動機駆動の研究に従事。平成7年度電気学会著作賞受賞。IEEE, パワーエレクトロニクス研究会会員。

股野 安浩 (学生員)

昭和47年6月8日生。平成7年3月大阪工業大学工学部電気工学卒業。同年4月大阪工業大学大学院電気工学専攻入学。現在に至る。

森實 俊充 (正員)

昭和42年4月17日生。平成2年3月東京大学工学部電子工学科卒業。平成4年同大学大学院工学系研究科電気工学専攻修士課程および平成7年同博士課程修了。博士(工学)。平成7年4月より大阪工業大学講師。現在に至る。パワーエレクトロニクスと電気機器の研究に従事。IEEE, パワーエレクトロニクス研究会会員。

木村 紀之 (正員)

昭和28年10月29日生。昭53年3月大阪大学大学院修士課程修了後、三菱電機中央研究所、大阪大学工学部助手を経て、平成6年4月より大阪工業大学助教授。工学博士。現在に至る。直流送電および電力連系用変換器の研究に従事。IEEE, パワーエレクトロニクス研究会会員。